

CONTROL DEVICE FOR CHARGING GENERATOR

Patent Number: JP7115738

Publication date: 1995-05-02

Inventor(s): TAKAHASHI NAOYUKI; others: 02

Applicant(s):: HITACHI LTD; others: 01

Requested Patent: JP7115738

Application Number: JP19930258024 19931015

Priority Number(s):

IPC Classification: H02J7/24 ; H02J7/16 ; H02P9/30

EC Classification:

Equivalents:

Abstract

PURPOSE:To prevent the erroneous operation in load-response control when an electric load is cut off by making the time constant of an integrating circuit longer than the time constant of a field winding in the direction, where a potential is dropped, when the RWM output for controlling a power switch is selected at the lower value of the divided-voltage output of deviation, which is obtained from the deviation between the output voltage of a battery and a preset voltage, and an integrated voltage.

CONSTITUTION:The output voltage of a battery 6 is inputted through a terminal S and divided by resistors 541 and 542. The deviation obtained by comparison 546 with a standard voltage 547 is inputted into a minimum-value input circuit 57 through a deviation-voltage dividing circuit 55. Meanwhile, the value obtained by integrating 56 the deviation is inputted into the minimum-value input circuit 57. The obtained minimum value is compared 58 with a sawtooth signal 59. The integration time constant of the integrating circuit 56 is set longer than the time constant of the field winding 4. The ON/OFF of a power MOS-FET are controlled with the output of the comparator 8, and the current of the field winding 4 is adjusted. The output of an armature winding 2 is rectified, and the battery 6 is charged. Thus, the rapid fluctuation of the charging voltage when a load 8 is cut off 7 is prevented, and adverse effects on the battery are prevented.

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-115738

(43) 公開日 平成7年(1995)5月2日

(51) Int.Cl. ^a	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 2 J 7/24	E	4235-5G		
7/16	Y	4235-5G		
H 0 2 P 9/30	D	9178-5H		

審査請求 未請求 請求項の数 3 O L (全 6 頁)

(21) 出願番号 特願平5-258024

(22) 出願日 平成5年(1993)10月15日

(71) 出願人 000005108
株式会社日立製作所
東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地

(71) 出願人 000232988
日立オートモティブエンジニアリング株式会社
312 茨城県ひたちなか市大字高場字鹿島
谷津2477番地3

(72) 発明者 高橋 直行
茨城県勝田市大字高場字鹿島谷津2477番地
3 日立オートモティブエンジニアリング
株式会社内

(74) 代理人 弁理士 小川 勝男

最終頁に続く

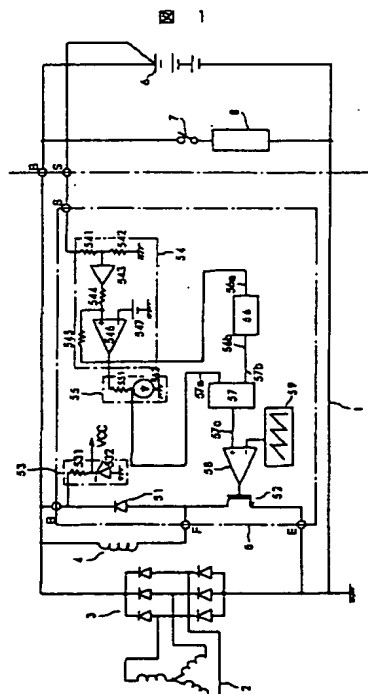
(54) 【発明の名称】 充電発電機の制御装置

(57) 【要約】

【目的】車両電気負荷遮断時のバッテリー電圧の不安定な領域において負荷応答制御の誤動作を防止すること。

【構成】バッテリーの出力電圧と予め定められた設定電圧との偏差信号により偏差分圧出力と積分出力を得、パワースイッチ制御用PWM出力に前記出力電位の低い方が選ばれる制御回路において、積分回路の電位が下降する方向の時定数を、少なくとも界磁巻線の時定数以上に設定する車両用充電発電機の制御装置。

【効果】車両電気負荷遮断時のバッテリー電圧の不安定な領域において、偏差出力が急激に変化しても積分回路の電位が下降する方向の時定数を界磁巻線の時定数以上に設定することにより偏差分圧出力でパワースイッチ制御用PWM出力を決定することが出来るから、負荷応答制御の誤動作が発生することがない。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 バッテリーの出力電圧と予め定められた設定電圧との偏差により偏差分圧出力と積分出力を得、パワースイッチ制御用PWM出力に前記出力電位の低い方が選ばれる制御回路において、積分出力を発生する積分回路の時定数を電位が下降する方向は少なくとも界磁巻線の時定数以上の長さとすることを特徴とする充電発電機の制御装置。

【請求項2】 エンジンの回転により回転し回転磁界をつくる界磁巻線と、前記回転磁界を受けて電流を発生し整流器を介してバッテリーを充電する電機子巻線と、前記バッテリーの電圧又は前記整流器の電圧を検出する電圧検出回路と、基準電圧を発生する基準電圧発生回路と、前記電圧検出回路の出力電圧と前記基準電圧とを入力として作動増幅した検出電圧を発生する作動増幅回路と、一定の電圧領域内において予め設定された周期で鋸歯状電圧を発生する鋸歯状信号発生回路と、前記作動増幅回路の出力に界磁巻線の時定数より長い時定数で応答する積分回路と、前記積分回路の出力と前記作動増幅回路の出力の分圧電圧とを比較し、どちらか低い方の電圧値を出力する最小値通過回路と、前記鋸歯状信号発生回路の出力と前記最小値通過回路の出力を比較する比較器のPWM出力により、前記界磁巻線に供給する電流を制御する電流制御回路において、前記積分回路の時定数を電位が上昇する方向では界磁巻線の時定数より長く、電位が下降する方向では少なくとも界磁巻線の時定数に設定することを特徴とする車両用充電発電機の制御装置。

【請求項3】 請求項2において、積分回路は入力端子と放電電流キャンセル用定電流源とアノードが接続された第一のダイオードと、出力端子と充電用定電流源とコンデンサとアノードが接続された第二のダイオードと、二つのダイオードのカソードが放電用定電流源に接続されていることを特徴とする車両用充電発電機の制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は充電発電機の制御装置に係り、特に負荷変動の大きい内燃機関によって駆動されるに好適な車両用充電発電機の制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 自動車にはランプ類及びアクチュエータ類の電氣的負荷に電力を供給するためにバッテリー及びバッテリー充電用発電機が搭載されている。この発電機は、一般にエンジンが発生する駆動トルクの回転力を利用して回転磁界を励磁し、この界磁巻線の発生する回転磁界によって生じるバッテリーの電圧を所定値に維持するように制御されている。

【0003】 しかしながら、一般にランプスイッチを入れるなどで電氣的負荷が大きくなると、発電量もその分上げる必要があるので上記の界磁巻線に流れる電流が急激に大きくなるように制御される。すると発電機の仕事

量が増えるため駆動トルクも大きくなり、エンジンの発生するトルクとのバランスが崩れ、エンジンの発生トルクが更にその分増えるまでの間エンジン回転が落ち込む現象が現れ、最悪の場合としてはエンジンストールが発生する可能性がある。特にアイドリング状態では、エンジンの発生トルクと発電機を含めた補機類の駆動トルクのバランスが保たれた上で、エンジンはある所定の回転数になるように制御されているので、回転制御の応答速度以上の急激なトルク変動は問題となる。

【0004】 このような現象を抑制するために、電気負荷が急に大きくなったときに上記の界磁巻線に流れる電流の急激な上昇を抑制し、エンジンに対する発電機の発生トルクの急激な変動を抑えるように制御する、いわゆる負荷応答制御が考えられるに至った。

【0005】 このような負荷応答制御の考え方自体は、特公昭60-27280号公報に示されており既に公知となっている。また、界磁巻線に流れる界磁電流の増加量が一定値を越えたときに界磁電流の急激な上昇を抑制するように制御する技術も例えば特願平5-40930号公報で知られている。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】 上記従来技術（特願平5-40930号）は、バッテリーの出力電圧と予め定められた設定電圧との偏差信号により偏差分圧出力と積分出力を得、界磁巻線に供給する電流を前記の低い方の出力によるPWM出力で制御することにより界磁電流の急激な増加を防止するものであった。また、積分出力を発生する積分回路は電位が上昇する方向のみ界磁巻線の時定数より長い時定数で偏差出力にตอบสนองする構成となっていた。このため、車両電気負荷が遮断されたときの瞬間的なバッテリー電圧の上昇により偏差分圧出力が一瞬低下し、その後負荷遮断後の充電発電機の出力電流の安定した状態の偏差分圧出力に戻ろうとする働きにより（車両電気負荷遮断時、それまで界磁巻線に流れていた界磁電流は急に減少することが出来ず、界磁巻線の時定数により徐々に減少するため）バッテリー電圧が上昇したとき積分出力は電位が下降する方向では偏差出力に即座にตอบสนองすることから一瞬のうちに低下し積分回路の時定数により徐々に上昇するため、負荷遮断後の充電発電機の出力電流の安定する界磁電流値への急激な増加を抑制しようとする制御が行われる。つまり、負荷遮断時に負荷応答制御が働き充電発電機の出力電流の不足した状態が発生する。

【0007】

【課題を解決するための手段】 上記課題を解決するために本発明では、積分出力を発生する積分回路の時定数を電位が下降する方向にも持たせることにより車両電気負荷遮断時の瞬間的なバッテリー電圧の上昇により偏差出力が低下してからバッテリー電圧が安定し偏差出力が安定する間、積分出力はゆっくりと下降してくる構成とし界磁

電流の急激な増加を抑制する制御が働くことを防止する。つまり、車両電気負荷遮断時に負荷応答制御が働き充電発電機の出力電流が不足することがない。

【0008】

【作用】車両電気負荷遮断時、それまで界磁巻線に流れていた界磁電流は急に減少することが出来ず界磁巻線の時定数により徐々に減少する。このためバッテリー電圧は車両負荷電流の減少により瞬間的に上昇し徐々に充電発電機の制御電圧に低下する。

【0009】以上のことから、電圧偏差出力及び偏差分圧出力は一瞬低下し界磁巻線の時定数の傾きを持って安定した状態の電位まで上昇するように動作し、積分出力は電位が下降する方向においても界磁巻線の時定数より長い時定数に設定しているため偏差分圧出力が安定するまで積分出力の値が偏差分圧出力の値を下回ることがない。つまり、車両電気負荷遮断時の偏差分圧出力が不安定な状態においては偏差分圧出力により界磁巻線に流れる界磁電流を制御することが出来る。

【0010】

【実施例】以下、本発明の一実施例について説明する。図1には、充電発電機の制御装置の全体構成を示す。1は充電発電機であり、6はバッテリー、8は車両電気負荷、7は車両電気負荷スイッチである。充電発電機制御装置1は、制御装置5、電機子巻線2、前記電機子巻線の出力を整流する三相全波整流器3、前記電機子巻線に磁

$$V_z = V_{ref} - ((R_{545} / R_{544}) (V_{s1} - V_{ref})) \quad \dots (1)$$

次に、図2に最小値通過回路57の詳細動作について説明する。最小値通過回路57は、ベース57a、57bを入力とし、エミッタが定電流源571に接続されコレクタが接地された一対のPNPトランジスタ572、573と、前記PNPトランジスタ572、573のコレクタがベースに接続されコレクタがVCCへ、エミッタが定電流源575に接続されたNPNトランジスタ574のエミッタ57cが出力となっている。ここで、一対のPNPトランジスタ572、573はベース電位の低いPNPトランジスタが導通状態となり、ベース電位の高いPNPトランジスタは非導通となるため。PNPトランジスタ572、573のコレクタ電位は入力57a、57bのうち低い電位にPNPトランジスタのベース-エミッタ間電圧を加えた値となる。更に、PNPトランジスタ572、573とNPNトランジスタ574のコレクタ-エミッタ間電圧を定電流源571、575の電流値の調整により同じ値とすることにより、出力57cは57a、57bのうち低い電位が出力される。

【0013】次に、図3に積分回路56の詳細動作につ

$$T_u = (0.4 \mu F \times (4V - 1V)) / 0.25 \mu A = 4.8 \text{ 秒} \quad \dots (2)$$

入出力電圧56a、56bが4Vで安定している状態で入力電圧56aが4Vから1Vにステップ状に変化した場合、二つのダイオードはダイオード562が非導通状態、ダイオード564が導通状態となるため定電流源5

束を供給する界磁巻線4により構成される。制御装置5は、B端子から抵抗器531とツェナーダイオード532により電源電圧VCCを発生する電源回路53、S端子の電圧と予め設定された設定電圧との偏差を演算して出力する偏差信号出力回路54、偏差信号出力に大きい時定数で応答する積分回路56、抵抗器551と定電流源552により電圧を降下させ偏差分圧出力を得る偏差分圧回路55、偏差分圧回路55の偏差分圧出力と積分回路56の積分出力を入力とし電位の低い方を出力する最小値通過回路57、鋸歯状信号発生回路59、最小値通過回路57の出力と鋸歯状信号発生回路59の出力を比較して出力する比較器58、比較器58の出力により界磁電流を制御するパワーMOS-FET52により構成される。また、界磁巻線4に並列に接続されたフライホイールダイオード51はスイッチングノイズを吸収するために接続されている。

【0011】次に、偏差信号出力回路54の詳細動作について説明する。S端子電圧を抵抗器541、542で分圧した値Vs1と、基準電圧Vrefを発生する基準電圧源547の値を抵抗器544、545、増幅器546により反転増幅することにより偏差出力を得る。543はインピーダンス整合のための増幅率1倍の増幅器である。ここで、偏差信号出力Vzは数式(1)により表わされる。

【0012】

いて説明する。定電流源565にカソードが接続された二つのダイオードは各々、以下の様にアノードが接続されている。入力56aおよび定電流源563にアノードが接続されたダイオード562、定電流源566、コンデンサ567、出力56bに接続されているダイオード564。入出力電圧56a、56bが1Vで安定している状態で入力電圧56aが1Vから4Vにステップ状に変化した場合、二つのダイオードはダイオード562が導通状態、ダイオード564が非導通状態となるため定電流源566の電流はコンデンサ567に充電され、定電流源563の電流はダイオード562を介して定電流源565に流れ込む。このため、出力電圧56bは下記の時定数Tuによりゆっくりと1Vから4Vに上昇する。コンデンサ567の容量C1を0.4μF、定電流源566の電流値I1を0.25μA、定電流源563の電流値I2を1.75μA、定電流源565の電流値I3を1.75μAとしたときの充電時定数Tuは数式(2)で表わされる。

【0014】

66の電流およびコンデンサ567の電荷がダイオード564を介して定電流源565により放電される。このため、出力電圧56bは下記の時定数により4Vから1Vに下降する。コンデンサ567の容量C1を0.4μ

F、定電流源566の電流値I1を $0.25\mu\text{A}$ 、定電流源563の電流値I2を $1.75\mu\text{A}$ 、定電流源565の電流値I3を $1.75\mu\text{A}$ としたときの放電時定数

$$T_d = (0.4\mu\text{F} \times (4\text{V} - 1\text{V})) / (1.75\mu\text{A} - 0.25\mu\text{A}) = 0.8\text{秒}$$

…(3)

また、積分回路56の出力電圧56bの値が入力電圧56aの値に到達した後は、上記の充放電のバランスが安定した状態となり、その状態を保持する。

【0016】ここで、図2に従来の負荷応答制御回路の車両電気負荷投入、遮断時の各入出力端子の応答について説明する。バッテリー6の出力端子電圧が安定している定常時は、偏差信号出力回路54の出力が安定しているため積分回路56の入力電圧と出力電圧は等しい値となっている。ここで、パワーMOS-FET52は最小値通過回路57の出力と鋸歯状信号発生回路59の出力を比較器58にて比較したPWM出力で駆動されるため、定常時は偏差分圧回路55の偏差分圧出力により界磁電流が制御される。

【0017】また、時間 t_0 において車両電気負荷が投入されバッテリー電圧が低下すると、偏差信号出力回路54の出力は瞬時に上昇するため積分回路56の出力は大きい時定数によりゆっくりと偏差出力にตอบสนองする。一方、偏差分圧回路55の偏差分圧出力は偏差信号に即座にตอบสนองするため、偏差分圧出力が積分回路56の出力電圧を越えたときからパワーMOS-FET52は積分回路56の積分出力により制御され、界磁電流はゆっくりと増加する。

【0018】更に、時間 t_1 において車両電気負荷が遮断されると、それまで界磁巻線に流れていた界磁電流は界磁巻線のインダクタンス分により急に減少することが出来ず界磁巻線の時定数により減少してくるため、車両電気負荷を遮断した瞬間は充電発電機の出力電流が過剰状態となりバッテリー電圧は瞬時に上昇し界磁巻線の時定数をもって充電発電機の発電電圧に下降してくる。このとき、偏差信号出力回路54の偏差出力はバッテリー電圧の上昇により一瞬0V付近まで低下し、その後負荷遮断後のバッテリー電圧の安定した状態の偏差出力に上昇する。一方、積分回路56の積分出力は電位が下降する方向では偏差出力に即座にตอบสนองする構成となっているため、0V付近まで一旦低下し、積分器の時定数をもってゆっくりと上昇する。つまり、車両電気負荷遮断時に充電発電機は一旦発電を停止し負荷応答動作によりゆっくりと出力電流を定常状態に増加させることとなる。負荷応答動作はバッテリーからの電流の持ち出しが大きくなりバッテリーの性能を悪化させる要因となり、また、バッテリー電圧の変動によるヘッドランプ等のちらつきなどの問題を生じる。

【0019】次に、図3に本発明の負荷応答制御回路の車両電気負荷投入、遮断時の各入出力端子の応答波形に

T_d は数式(3)で表わされる。

【0015】

ついて説明する。車両電気負荷投入時、出力電流が安定した状態における動作は従来品と同じである。時間 t_1 にて車両電気負荷が遮断された場合、前記の様にバッテリー電圧は瞬時に上昇し界磁巻線の時定数により充電発電機の発電電圧に下降してくる。このとき、偏差信号出力回路54の偏差出力は一瞬0V付近まで低下し、その後負荷遮断後のバッテリー電圧の安定した状態の偏差出力に上昇する。積分回路56は電位が下降する方向において界磁巻線の時定数以上の時定数に設定しているため、車両電気負荷遮断時に偏差信号出力回路54の出力が一瞬0V付近まで低下し、その後負荷遮断後のバッテリー電圧の安定した状態の偏差出力に界磁巻線の時定数の傾きで上昇してくるまで、偏差分圧回路55の偏差分圧出力は積分回路56の積分出力より低い電位となるため最小値通過回路57の出力は偏差分圧回路55の出力となり、界磁巻線4に供給する界磁電流を制御するパワーMOS-FET52は鋸歯状信号発生回路59と偏差分圧回路55の出力を比較器58により比較した出力により制御される。このとき、偏差分圧回路55の出力はバッテリー電圧に即座にตอบสนองするため、車両電気負荷遮断時、負荷応答制御に突入することなく即座に充電発電機の出力電流を負荷遮断後の安定した状態の値にすることが出来る。

【0020】

【発明の効果】車両電気負荷遮断時のバッテリー電圧の不安定な領域における負荷応答制御の誤動作によるバッテリー電圧の変動量、バッテリー電流の持ち出し量を低減することにより、バッテリー寿命の悪化、ランプ系負荷のちらつきを防止する。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施例を示す図である。

【図2】図1における最小値通過回路57の詳細図である。

【図3】図1における積分回路56の詳細図である。

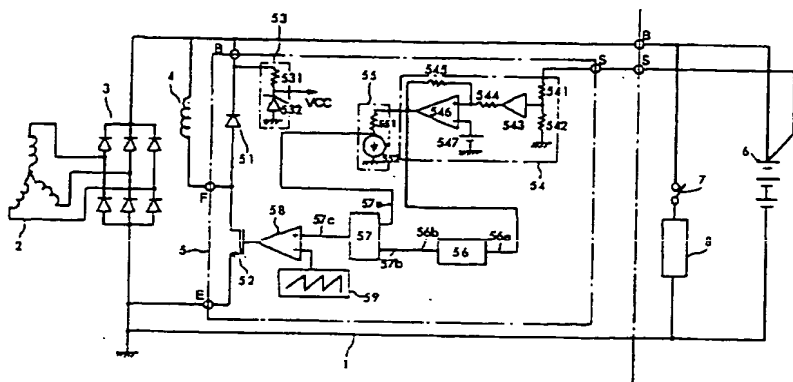
【図4】従来品の動作波形図である。

【図5】開発品の動作波形図である。

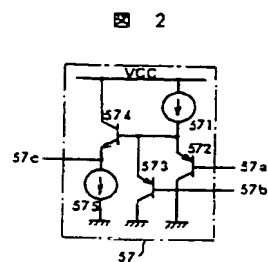
【符号の説明】

1…充電発電機制御装置、2…電機子巻線、3…三相全波整流器、4…界磁巻線、5…制御装置、6…バッテリー、7…車両電気負荷スイッチ、8…車両電気負荷、51…フライホイールダイオード、52…パワーMOS-FET、53…電源回路、54…偏差信号出力回路、55…偏差分圧回路、56…積分回路、57…最小値通過回路、58…比較器、59…鋸歯状信号発生回路。

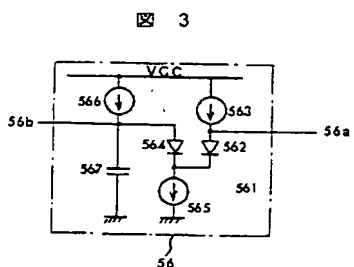
【図1】



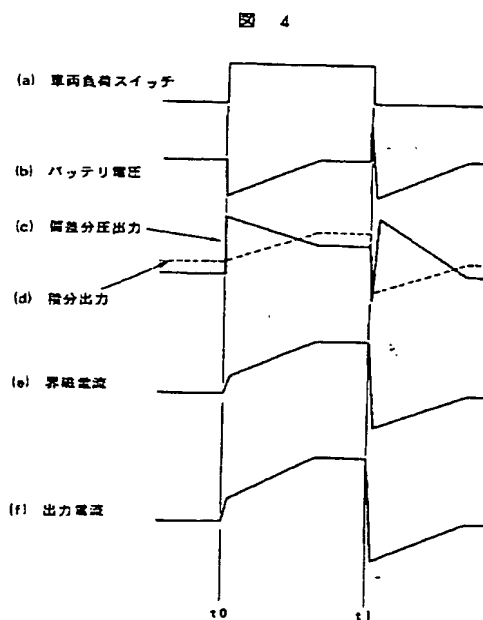
【図2】



【図3】

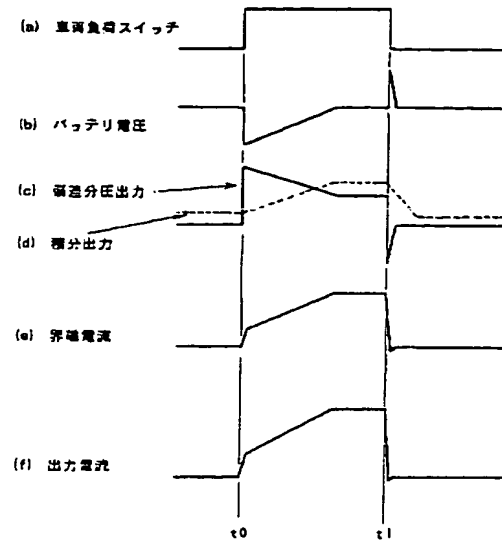


【図4】



【図5】

図 5



フロントページの続き

(72) 発明者 榎本 正寿
茨城県勝田市大字高場字鹿島谷津2477番地
3 日立オートモティブエンジニアリング
株式会社内

(72) 発明者 土屋 雅範
茨城県勝田市大字高場字鹿島谷津2477番地
3 日立オートモティブエンジニアリング
株式会社内